

Ю.О. Онікієнко, В.В. Пілінський, П.В. Попович, В.С. Лазебний, О.І. Смоленська, В.С. Баран

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА GaN ТРАНЗИСТОРАХ

У роботі досліджено вплив частоти перетворення на ефективність роботи напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. Наведено результати комп'ютерного моделювання такого перетворювача з урахуванням втрат на різних частотах. Показано, що запропонована комп'ютерна модель дозволяє визначити рівень струму споживання, а, отже, і ККД напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. Моделювання з параметрами, взятими зі схеми від виробника призводить до завищених оцінок споживання струму до 2,3 рази. Зміна параметрів RC-кіл, що формують інтервал «мертвого часу» транзисторів зменшує похибку визначення струму споживання до менш як 5%. Збільшення тривалості «мертвого часу» суттєво не впливає на точність моделювання несиметричних електромагнітних завад і призводить до зміни їх рівня в межах 3 дБ. У результаті дослідження встановлено, що комп'ютерна модель має достатню точність для оціночних розрахунків, а розглянуті перетворювачі на GaN транзисторах найкраще використовувати з частотами перетворення близько 500 кГц. Такі перетворювачі можуть знайти застосування в джерелах живлення бортової апаратури і автомобільних підсилювачах класу D. Бібл. 10, табл. 3, рис. 5.

Ключові слова: GaN-транзистори, комп'ютерне моделювання, електромагнітні завади, енергоефективність.

В работе исследовано влияние частоты переключения на эффективность работы полумостового преобразователя на GaN транзисторах. Приведены результаты компьютерного моделирования такого преобразователя с учетом потерь на разных частотах. Показано, что предложенная компьютерная модель позволяет определить уровень тока потребления, а, следовательно, и КПД полумостового преобразователя на GaN транзисторах. Моделирование с параметрами, взятыми из схемы от производителя, дает завышенное потребление тока до 2,3 раз. Изменение параметров RC-цепей, задающих интервал «мертвого времени» транзисторов уменьшает погрешность определения тока потребления до менее 5%. При этом, увеличение продолжительности «мертвого времени» не влияет в значительной степени на точность моделирования несимметричных электромагнитных помех, изменяя их уровень в пределах 3 дБ. В результате исследования установлено, что компьютерная модель имеет достаточную точность для оценочных расчетов, а рассмотрены преобразователи на GaN транзисторах лучше использовать на частотах переключения около 500 кГц. Такие преобразователи могут найти применение в источниках питания для бортовой аппаратуры и автомобильных усилителях класса D. Библ. 10, табл. 3, рис. 5.

Ключевые слова: GaN-транзисторы, компьютерное моделирование, электромагнитные помехи, энергоэффективность.

Вступ. В останні роки значного поширення набули транзистори на основі нітриду галію (GaN) і карбїду кремнію (SiC). Такі транзистори мають невеликі втрати на управління і перемикання, малий час перемикання і хорошу теплопередачу. Ці властивості надають GaN-транзисторам низку переваг порівняно з кремнієвими (Si) MOSFET і IGBT-транзисторами і розширюють сферу їх застосування. Натепер GaN-транзистори є перспективними заміниками потужних Si транзисторів. Їх використання забезпечує виконання сучасних вимог щодо зменшення енергоспоживання і габаритів електронної апаратури. Але GaN-транзистори мають поки що порівняно високу вартість. Завдяки своїм перевагам транзистори GaN і SiC широко використовують в радіолокації, телекомунікаційному обладнанні і є перспективними для багатьох застосувань, де вимоги щодо високого ККД і малих габаритів знаходяться на першому місці. Наприклад, для використання в аудіо підсилювачах класу D та електроприводі.

Так у роботі [1] наведено результати порівняльного аналізу ефективності застосування GaN і SiC транзисторів для високошвидкісного електропривода. Підвищення частоти перетворення, завдяки використанню GaN транзисторів, призвело до зменшення втрат ротора в приводі з постійними магнітами і підвищенню його ефективності та питомої потужності в цілому. В роботі [2] зроблено порівняння ефективності трьох транзисторних випрямлячів: IGBT, MOSFET і GaN FET. Через те, що робочу частоту обрано низь-

кою (50 Гц), GaN перетворювач не показав більшу ефективність, ніж інші, але забезпечив менший коефіцієнт гармонік. Застосування SiC транзисторів замість IGBT в потужних перетворювачах (до 12 кВт) не надає переваги щодо ККД, але дозволяє використовувати їх за великих робочих температур [3].

У роботі [4] наведено результати порівняння несиметричних (Common Mode) електромагнітних завад (ЕМЗ), генерованих Si і GaN транзисторами. Для дослідження автори обрали обидва типи транзисторів, характеристиками яких подібні і мало відрізняються. Як наслідок, в результаті їх дослідження не було виявлено суттєвої відмінності щодо рівнів завад в регламентованому стандартом діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц. Відмінності мали місце тільки на частотах понад 30 МГц.

Вплив номіналу розв'язувального конденсатора на рівень ЕМЗ, створюваних напівмостовим перетворювачем на GaN транзисторах досліджено в роботі [5]. Оцінено вплив додаткової ємності як на симетричну, так і несиметричну складові завад із застосуванням комп'ютерної моделі. Моделювання широко використовують для аналізу ЕМЗ тому, що значно полегшує процес дослідження і розроблення перетворювачів, забезпечує простоту побудови моделі та можливість оперативно її змінювати. Крім того дозволяє зекономити кошти на процес розроблення.

Однак обґрунтуванню вибору частоти перетворення перетворювачів на GaN транзисторах в літера-

турі приділено недостатньо уваги. Тому доцільно створити комп'ютерну модель перетворювача, дослідити за яких параметрів можна забезпечити найбільшій ККД та наскільки результати моделювання збігаються з експериментальними даними.

Метою роботи є аналіз ефективності роботи та електромагнітних завад напівмостового перетворювача на GaN транзисторах на різних частотах комутації з використанням його комп'ютерної моделі та формування рекомендацій щодо його застосування.

Для досягнення поставленої мети треба було вирішити такі завдання:

- оцінити ефективність перетворювача на GaN транзисторах залежно від частоти перетворення;
- оцінити адекватність комп'ютерної моделі перетворювача для обчислення ККД під час роботи на різних частотах;
- оцінити адекватність комп'ютерної моделі для розрахунку ЕМЗ перетворювача, виміряних на виході еквівалента мережі;
- за результатами досліджень сформулювати рекомендації розробникам щодо доцільності використання GaN транзисторів для різних завдань.

Опис комп'ютерної моделі. Для досліджень обрано плату розробки EPC9035 від компанії Efficient Power Conversion. Ця плата є модулем напівмостового перетворювача, реалізованого на транзисторах EPC2022 eGaN®, і містить драйвер керування цими транзисторами. У табл. 1 наведено основні параметри плати EPC9035.

Час вмикання і час вимикання транзистора EPC2022 вказано орієнтовно, вони виміряні під час експерименту.

Комп'ютерне моделювання напівмостового перетворювача на GaN транзисторах раніше вже було зроблене із застосуванням плати EPC9062 [6]. В роботі також наведено результати моделювання ЕМЗ при роботі на активне навантаження. У запропонованій нижче моделі враховано відмінності конструкції плат, використаних компонентів і зроблено моделювання роботи на активне навантаження з LC-фільтром. Комп'ютерну модель плати EPC9035, з'єднану з джерелом живлення через еквівалент мережі, наведено на рис. 1. Логічні елементи U1 і U2 використано на платі EPC9035 як буфери і для інвертування вхідного сигналу. RC коло, що складається з R2, C2 і діода D1 формує затримку вмикання транзистора Q1, RC коло R7, C4 і діод D2 – формує затримку вмикання транзистора Q2. Мікросхема U3 є драйвером транзисторів Q1 і Q2.

Таблиця 1

Основні електричні і часові характеристики плати для розробки EPC9035

Параметри	Значення
Вихідна напруга, В	80
Вихідний струм, А	25
Час наростання і спаду вихідної напруги, нс	3-5
Опір транзисторів у відкритому стані, МОм	4
Мінімальна ширина вхідного імпульсу в «високому» стані, нс	50
Мінімальна ширина вхідного імпульсу в «низькому» стані, нс	100

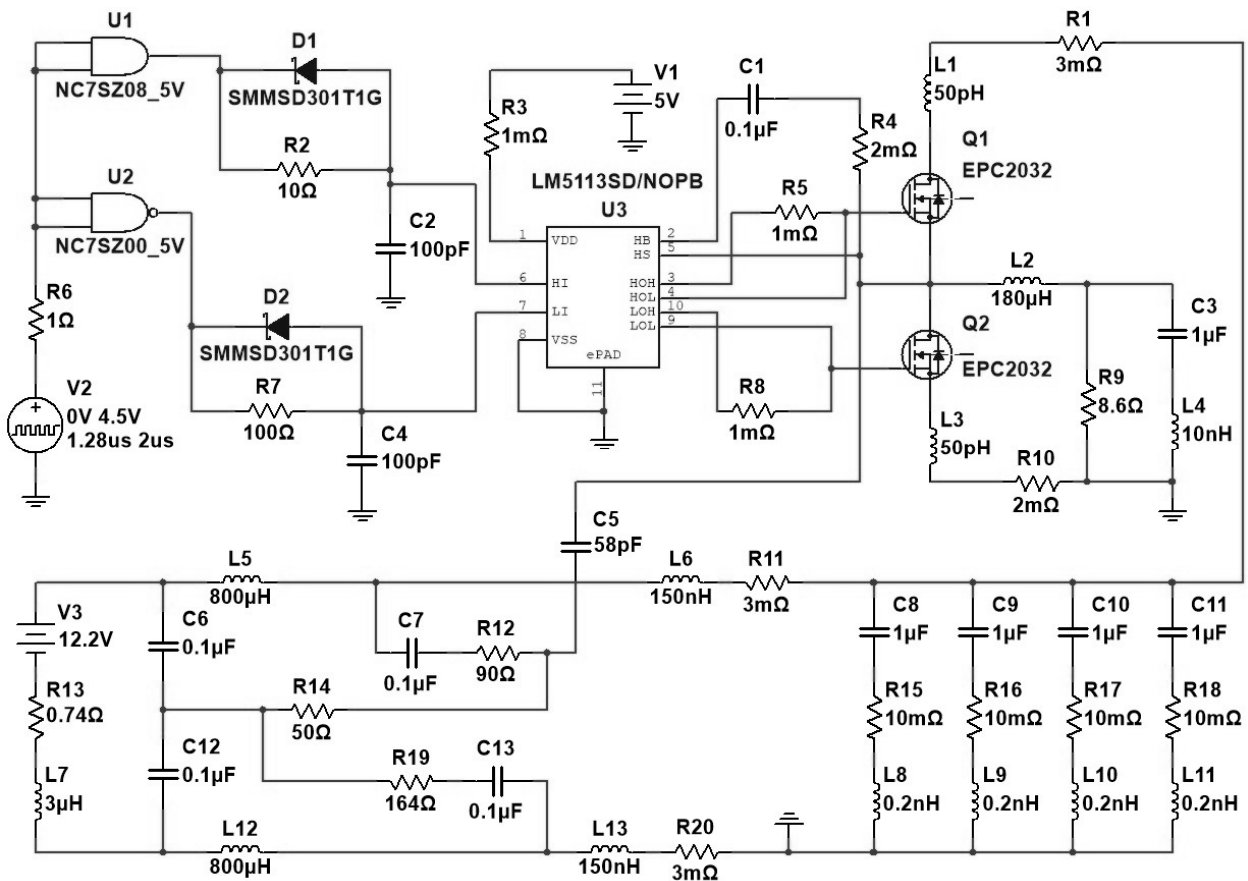


Рис. 1. Комп'ютерна модель напівмостового перетворювача з еквівалентом мережі та джерелом живлення

Компоненти, для моделювання процесу поширення ЕМЗ і втрат на друкованій платі (дроселі L1, L3, резистори R1, R10), чотири розв'язувальні конденсатори C8 – C11 подано на схемі з паразитними параметрами: дроселі L8 – L11 (індуктивність виводів) і резистори R15-R18 (внутрішній опір). Паразитні параметри дротів живлення подано дроселями L6, L13 і резисторами R11, R20. Навантаженням перетворювача є дросель L2, навантажувальний резистор R9 і конденсатор фільтра C3 з індуктивністю виводів L4. Еквівалент мережі подано конденсаторами C6, C7, C12, C13, дроселями L5, L12 і резисторами R12, R19. Вхідний опір селективного мікровольтметра подано резистором R14. Резистором R13 враховано внутрішній опір джерела живлення та опір дротів живлення. Конденсатором C5 враховано паразитну ємність між виходом перетворювача і «землею».

Оцінювання енергоефективності напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. На рис. 2 наведено осцилограми вихідної напруги GaN транзисторів EPC2022 під час вмикання (рис. 2,а) і під час вимикання (рис. 2,б).

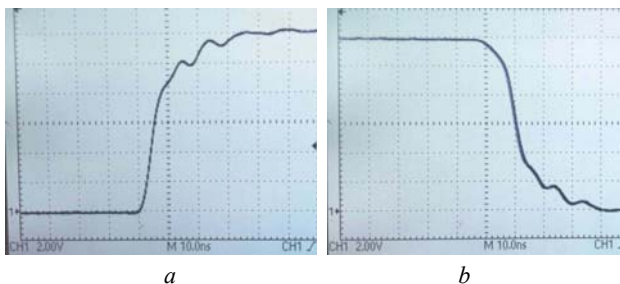


Рис. 2. Форми фронтів імпульсу вихідної напруги напівмостового перетворювача EPC9035, а – фронт імпульсу, б – спад імпульсу

Втрати потужності напівмостового перетворювача визначено для кожного з GaN транзисторів окремо [7]. Загальні втрати P_{Q1} транзистора Q1 складаються з втрат у відкритому стані P_{cond_Q1} , втрат на перезаряд вихідної ємності P_{OSS} , втрат під час вмикання $P_{on_overlap}$, втрат під час вимикання $P_{off_overlap}$, втрат на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q1} . Загальні втрати P_{Q2} транзистора Q2 складаються з втрат у відкритому стані P_{cond_Q2} , втрат на перезаряд вихідної ємності в реверсивному режимі P_{OSS_sd} , втрат на збудованому діоді до моменту, поки відкриється транзистор P_{sd} і втрат на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q2} . Втрати транзисторів Q1 і Q2 можна обчислити за формулами [8]:

$$P_{Q1} = P_{cond_Q1} + P_{OSS} + P_{on_overlap} + P_{off_overlap} + P_{G_Q1};$$

$$P_{Q2} = P_{cond_Q2} + P_{OSS_sd} + P_{sd} + P_{G_Q2}.$$

Для транзистора Q1 втрати під час вимикання $P_{off_overlap}$ і втрати на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q1} незначні і ними можна знехтувати. Для транзистора Q2 можна знехтувати втратами на перезаряд вихідної ємності в реверсивному режимі P_{OSS_sd} , і втратами на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q2} . Решта видів втрат можна визначити за формулами:

$$P_{cond_Q1} = \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) \cdot (D - t_{dt1} \cdot f_{sw}) \cdot R_{DS(on)_Q1};$$

$$P_{OSS} = f_{sw} \cdot V_{BUS} \cdot \int_0^{V_{BUS}} C_{OSS}(V_{ds}) \cdot dV_{ds};$$

$$P_{on_overlap} = f_{sw} \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{BUS} \cdot I_{L,turn_on} \cdot (t_{cr} + t_{vf});$$

$$P_{cond_Q2} = \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) \cdot (1 - D - t_{dt2} \cdot f_{sw}) \cdot R_{DS(on)_Q2};$$

$$P_{OSS_sd} = [(I_{L,turn_off} \cdot V_{SD1} \cdot t_{SD1}) + (I_{L,turn_on} \cdot V_{SD2} \cdot t_{SD2})] \cdot f_{sw};$$

$$I_{ripple} = \frac{(V_{BUS} - V_{OUT}) \cdot D}{f_{sw} \cdot L_{OUT}};$$

$$I_{L,turn_on} = I_{OUT} - \frac{I_{ripple}}{2};$$

$$I_{L,turn_off} = I_{OUT} + \frac{I_{ripple}}{2},$$

де V_{BUS} – вхідна напруга, I_{OUT} – вихідний струм, V_{OUT} – вихідна напруга, f_{sw} – частота перемикавання, L_{OUT} – індуктивність дроселя, D – коефіцієнт заповнення, $R_{DS(on)_Q1}$ – опір транзистора Q1 у відкритому стані, $R_{DS(on)_Q2}$ – опір транзистора Q2 у відкритому стані, $C_{OSS}(V_{ds})$ – залежність вихідної ємності від опору стік-витік, t_{cr} – час наростання струму стоку транзистора, t_{vf} – час спаду напруги стік-витік транзистора, t_{dt1} – «мертвий час» перед вмиканням транзистора Q1, t_{dt2} – «мертвий час» перед вмиканням транзистора Q2, t_{SD1} і t_{SD2} – час протікання струму через зворотний діод до моменту відкриття відповідно транзисторів Q1 і Q2, V_{SD1} і V_{SD2} – напруга стік-витік транзисторів Q1 і Q2 в режимі протікання зворотного струму, I_{ripple} – максимальне значення струму дроселя, $I_{L,turn_on}$, $I_{L,turn_off}$ – значення струму дроселя в моменти включення та виключення відповідно.

Навіть наближений розрахунок втрат у напівмостовому перетворювачі за наведеними вище формулами досить трудомістка процедура. Для спрощення оцінювання ефективності перетворення можна скористатися комп'ютерною моделлю, наведеною на рис. 1. Для розрахунку достатньо задати частоту перетворення, напругу живлення, вихідну напругу і опір навантаження. Якщо відомий період, нескладно визначити тривалість імпульсів керування, після визначення коефіцієнта заповнення за формулою

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{BUS}}.$$

У табл. 2 наведено значення ККД GaN модуля з LC-фільтром і навантаженням 8,6 Ом з вихідною напругою 7,5 В, напругою живлення 12 В для різних частот перетворення. Ефективність роботи перетворювача досліджено на частотах від 50 кГц до 5 МГц з використанням запропонованої комп'ютерної моделі з номіналами елементів згідно зі схемою, наведеною в Development Board EPC9031/32/33/34/35 Quick Start Guide. Також для порівняння в табл. 2 наведені значення ККД, що розраховані за результатами вимірю-

вання напруги на виході джерела живлення та струму споживання плати EPC9035.

Таблиця 2
Залежність ККД перетворювача від частоти перетворення з номіналами елементів згідно схеми

Частота, МГц	0,05	0,5	1	2	3	5
U_p , В	11,74	11,73	11,71	11,67	11,62	11,52
$I_{c\ m}$, А	0,59	0,6	0,63	0,68	0,75	0,9
η_{calc}	0,94	0,93	0,89	0,82	0,75	0,63
$U_{p\ mod}$, В	11,77	11,64	11,44	11,0	10,8	10,48
I_{R13} , А	0,58	0,75	1,0	1,6	1,9	2,33
η_{model}	0,96	0,75	0,57	0,37	0,32	0,27

У табл. 2 використано такі скорочення: U_p – напруга джерела живлення, $I_{c\ m}$ – вимірний постійний струм споживання від джерела живлення, η_{calc} – ККД, розрахований з використанням U_p та $I_{c\ m}$, $U_{p\ mod}$ та I_{R13} – відповідно змодельовані напруга джерела живлення та струм через його внутрішній опір, η_{model} – ККД, отримане за допомогою моделювання.

Як впливає з табл. 2 вимірний та змодельований ККД перетворювача досить точно збігаються тільки на частоті 50 кГц. З ростом частоти відмінність між ними збільшується. З результатів моделювання впливає, що струм споживання містить наскрізний струм транзисторів, який досягає 80 А у моменти перемикавання. Форму та амплітуду струму транзистора Q1 та напруги на затворах транзисторів Q1 та Q2 наведено на рис. 3.

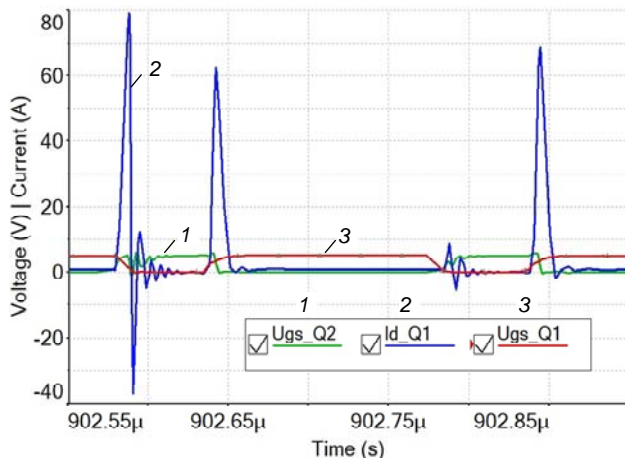


Рис. 3. Змодельовані напруги керування і струм стоків транзисторів перетворювача

Як видно з рис.3 викиди наскрізного струму через транзистори мають місце, коли один з них ще не заклався, а інший вже відкрився. Цей струм залежить від тривалості «мертвого часу» між інтервалами, коли транзистори Q1 та Q2 відкриті, та часовими затримками, які задані в SPICE-моделі драйвера LM5113. «Мертвий час», в свою чергу, задано RC-ланкою з елементів R8, C1 для транзистора Q1, та RC-ланкою з елементів R7, C4 для транзистора Q2. Таким чином, SPICE-модель драйвера LM5113 з вказаними виробником номіналами компонентів працює некоректно на частотах вище 50 кГц. Зменшити амплітуду наскріз-

ного струму через транзистори можна, якщо подовжити тривалість «мертвого часу» заміною параметрів RC-ланок R8C1 та R7C4. Резистори вибрано номіналом 100 Ом, а номінали конденсаторів збільшено вдвічі до 200 пФ. У табл. 3 наведено результати моделювання зі зміненою тривалістю «мертвого часу». Також для порівняння наведено значення ККД, розраховане за результатами експерименту.

Таблиця 3
Залежність ККД перетворювача від частоти перетворення зі зміненими номіналами елементів моделі

Частота, МГц	0,05	0,5	1	2	3	5
$U_{p\ mod}$, В	11,79	11,77	11,74	11,7	11,64	11,54
I_{R13} , А	0,56	0,59	0,61	0,67	0,76	0,89
η_{model}	0,98	0,94	0,91	0,83	0,74	0,64
η_{calc}	0,94	0,93	0,89	0,82	0,75	0,63

Як видно з табл. 3, ККД напівмостового перетворювача на GaN транзисторах, отриманий у процесі моделювання η_{model} після зміни параметрів RC-ланок, майже збігається з ККД, отриманим експериментально η_{calc} . Перетворювач на транзисторах EPC2022 має найбільший ККД на частоті 50 кГц і зменшується на 0,03-0,04 на частоті 500 кГц. Таким чином робочу частоту рекомендовано вибирати поблизу цього значення, тому що зі зростанням частоти ефективність роботи модуля знижується, а зі зменшенням частоти втрачається перевага у швидкодії.

Оцінювання ЕМЗ перетворювача на GaN-транзисторах за допомогою запропонованої моделі. Важливим показником перетворювача є рівень створюваних ЕМЗ. У роботі [8] виконано дослідження рівня ЕМЗ підвищувального перетворювача з частотою перетворення 100 кГц, в якому по чергово були використані Si IGBT IRG4BC30U, каскадний GaN NCT8G206N та SiC SCT2120AF транзистори у корпусі TO-220. В результаті різниця в рівнях ЕМЗ в діапазоні частот до 30 МГц склала не більше 3 дБ, за винятком однієї частоти з провалом на АЧХ, де різниця склала 10 дБ. Таким чином, на рівень ЕМЗ у заданому діапазоні частот більшою мірою впливає частота перетворення, параметри пасивних елементів та конструкція перетворювача, а значно меншою мірою тип транзисторів.

Параметри друкованої плати та конструктив визначають рівень несиметричної складової завад через паразитну ємність. Вона утворюється між дротами живлення і навантаження, доріжками друкованої плати і «землею». Найбільший вплив на несиметричні завади має паразитна ємність між вихідними колами перетворювача і «землею».

Паразитна ємність плати перетворювача виміряна методом, описаним в [9] за допомогою додаткового конденсатора, який підключено між виходом перетворювача і «землею». Рівень ЕМЗ вимірний з додатковим конденсатором і без нього. Потім обчислено паразитну ємність, яка складає 1,8 – 2 пФ.

Нижче наведено результати оцінювання впливу параметрів моделі на рівень змодельованих ЕМЗ у порівнянні з виміряними. На рис. 4 наведено рівні завад для схеми, що наведена на рис. 1. На рис. 4,а показано ЕМЗ з «мертвим часом» згідно документації, а на рис. 4,б – з подовженим «мертвим часом» (конденсатори С2, С4 мають ємність 200 пФ). Моделювання зроблено з додатковим конденсатором, для того, щоб збільшити несиметричну складову завад. Конденсатор С5 на схемі має номінал 58 пФ (ємність плати ЕРС9035 плюс ємність додаткового конденсатора 56 пФ).

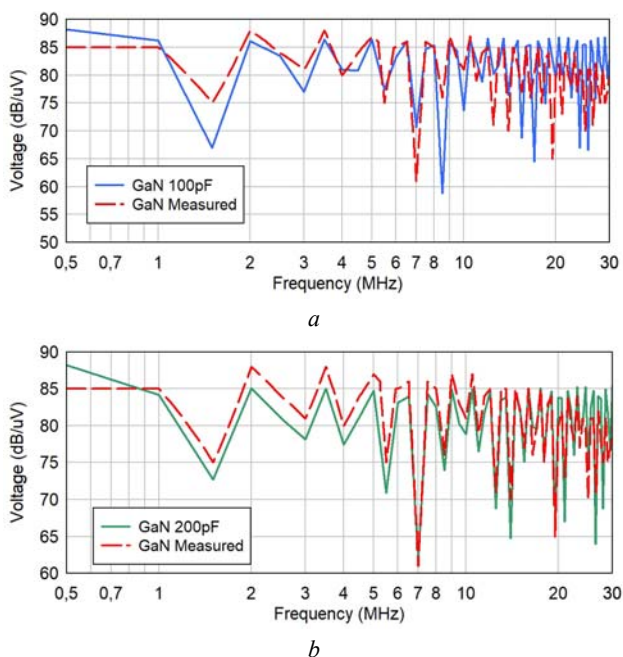


Рис. 4. Рівні ЕМЗ з додатковою ємністю 56 пФ, з'єднаною з виходом перетворювачів

Як видно з рис. 4 відмінність тривалості «мертвого часу» не має такого суттєвого впливу на рівень змодельованих ЕМЗ, як на ККД. Найбільша відмінність між результатами моделювання і експерименту спостерігається на частотах близько 30 МГц.

Опис випробовуваного модуля і випробувального стенду. Плата ЕРС9035 змонтована на іншій платі, яка містить елементи, необхідні для забезпечення правильного порядку вмикання і вимикання живлення і підведення сигналу керування відповідно до Інструкції щодо роботи з платою ЕРС9035. Варто відмітити, що мінімальна тривалість вихідних імпульсів, яку забезпечує драйвер LM5113, складає 40 нс. Це дозволило побудувати на основі плати ЕРС9035 генератор коротких імпульсів з напругою до 90 В і струмом до 20 А [10].

У складі випробувального стенду (рис. 5) використано селективний мікровольтметр SMV11, V-подібний еквівалент мережі NNB101 (Line Impedance Stabilization Network – LISN), амперметр і трансформаторний блок живлення 12 В з лінійним стабілізатором напруги. Збірка металоплівкових резисторів загальним опором 8 Ом з'єднана зі виходом перетворювача дрютами мінімальної довжини.

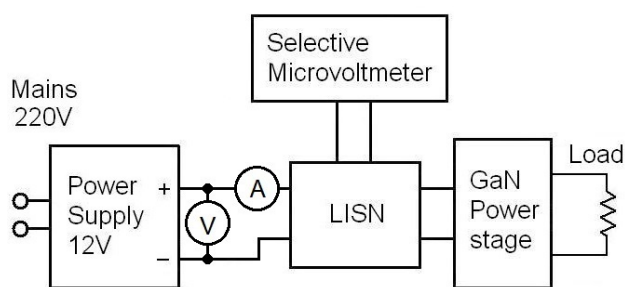


Рис. 5. Схема стенду для вимірювання струму споживання та ЕМЗ

Висновки.

1. В результаті проведеного дослідження з використанням запропонованої комп'ютерної моделі встановлено, що результати моделювання з параметрами, взятими зі схеми виробника мають велику похибку (до 2,3 разів) внаслідок неточної SPICE-моделі драйвера GaN транзисторів. Зміна параметрів RC-кіл, які формують інтервал «мертвого часу» підвищує точність визначення струму споживання до не менш як 5 %.

2. ККД перетворювача на GaN транзисторах практично не змінюється до частоти 500 кГц, що дозволяє використовувати конденсатори і дроселі малих номіналів і габаритів. Далі зі зростанням частоти перетворення ККД зменшується.

3. Для перетворювача з додатковою ємністю на виході параметри SPICE-моделі драйвера не впливають у значній мірі на точність моделювання несиметричних ЕМЗ.

4. Таким чином, з огляду на великий вихідний струм, високу робочу напругу і малий час перемикання GaN транзистори є перспективними для застосування в імпульсних генераторах, блоках живлення з робочими частотами перетворення понад 500 кГц і в потужних Hi-Fi підсилювачах класу D з малими необхідними габаритами, наприклад, автомобільних.

5. Недоліком GaN транзисторів є висока вартість, в декілька разів більша ніж у кремнієвих MOSFET і IGBT транзисторів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Tüysüz A., Bosshard R., Kolar J.W. Performance comparison of a GaN GIT and a Si IGBT for high-speed drive applications. *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE ASIA)*, Hiroshima, 2014, pp. 1904-1911. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869845.
2. Lee D., Soh M.Y., Teo T.H., Yeo K.S. Evaluation of Low Voltage Rectifier Design Using IGBT, MOSFET, and GaN FETs. *TENCON 2018 – 2018 IEEE Region 10 Conference*, Jeju, Korea (South), 2018, pp. 0389-0393. doi: 10.1109/TENCON.2018.8650321.
3. Biela J., Schweizer M., Waffler S., Kolar J.W. SiC versus Si-Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 7, pp. 2872-2882. doi: 10.1109/TIE.2010.2072896.
4. Han D., Li S., Lee W., Choi W., Sarlioglu B. Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution. *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, 2017, pp. 843-847. doi: 10.1109/apec.2017.7930794.
5. Liu X., Costa F., Revol B., Gautier C. EMI investigation in a GaN HEMT power module. *PCIM Europe 2016; International*

Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-8.

6. Gedz O., Lazebnyi V., Onikienko Y., Vlasjuk A. EMI simulation of GaN power stage for audio class D amplifiers. *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Slavske, 2018, pp. 204-207. doi: **10.1109/TCSET.2018.8336187**.

7. Lidow A., Strydom J., de Rooij M., Reusch D., Glaser J. *GaN Transistors for Efficient Power Conversion, Third Edition*. New York, John Wiley & Sons, 2020. doi: **10.1002/9781119594406**.

8. Ibuchi T., Funaki T. A comparative study on conducted noise characteristics of SiC and GaN power transistor. *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, Wroclaw, 2016, pp. 193-198. doi: **10.1109/emceurope.2016.7739169**.

9. Onikienko Y., Pilinsky V., Rodionova M. Conductive EMI of class D audio amplifiers prediction system. *2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2015, pp. 437-440. doi: **10.1109/elnano.2015.7146925**.

10. Onikienko Y., Vlasyuk A., Marchenko O., Popovych P., Filipova N., Shevchenko I. High Frequency Half-Bridge GaN-Based Pulse Generator. *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 700-703. doi: **10.1109/elnano.2019.8783532**.

Надійшла (received) 14.02.2020

Оникієнко Юрій Олександрович¹, к.т.н.,
Пілінський Володимир Володимирович¹, к.т.н., проф.,
Попович Павло Васильович¹, к.т.н.,
Лазєбний Володимир Семенович¹, к.т.н., доц.,
Смоленська Олександра Ігорівна¹, магістр,
Баран Вадим Сергійович¹, магістр,
¹ Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
03056, Київ, пр. Перемоги, 37,
тел/phone +380 44 2366093;
e-mail: yurionik@gmail.com, pww@ukr.net, ppv_ua@ukr.net,
s.smolenska.05@gmail.com, vadybrn@gmail.com

Y.O. Onikienko¹, V.V. Pilinsky¹, P.V. Popovych¹, V.S. Lazebnyi¹,
O.I. Smolenska¹, V.S. Baran¹

¹ National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Modelling of operation modes and electromagnetic interferences of GaN-transistor converters.

Goal. To analyze the efficiency and EMI of a half-bridge converter built on GaN transistors at different switching frequencies and to issue recommendations for its application. **Methodology.** An EPC9035 development board from Efficient Power Conversion was selected for research. This board is a half-bridge converter built on the EPC2022 eGaN® transistors and contains a driver for controlling these transistors. To simplify the assessment of the conversion efficiency, it is suggested to use a computer model of the development board and LISN, which simulates the active load with the LC filter. **Results.** Simulation results of the converter efficiency with the nominal values of the elements according to the EPC9035 manual showed significant deviations from the calculated values at frequencies above 50 kHz. This is explained by the presence of inrush current through transistors. The inrush current depends on the «dead time» between the intervals when the transistors are open and the delays specified in the SPICE model of LM5113 driver. To reduce the amplitude of inrush current and, accordingly, to increase the duration of the «dead time» interval, it is proposed to double the capacitors responsible for the formation of this interval. Simulation of the converter efficiency with the doubled values of the circuit elements showed that the results almost coincide with the calculated values of the efficiency in the range from 0.05 MHz to 5 MHz. The converter on the EPC2022 transistors has the highest efficiency at 50 kHz which decreases by 0.03-0.04 at 500 kHz. Therefore, it is recommended that the operating frequency should be set close to 500 kHz. Simulation of EMI levels resulted that the difference in the duration of the «dead time» does not have a significant effect on the levels of simulated EMI. The largest difference between the simulation results and the experiment is observed at frequencies about 30 MHz and is 3-6 dB. **Originality.** For the first time, the computer model was used to calculate the efficiency of a half-bridge converter on GaN transistors at different frequencies. **Practical significance.** Considering the high output current, high operating voltage and short switching times, GaN transistors are promising for use in pulse generators, power supplies with operating frequencies exceeding 500 kHz, and in powerful Class D hi-fi amplifiers with small dimensions, such as automotive ones. References 10, tables 3, figures 5.

Key words: GaN transistors, computer simulation, electromagnetics interferences, energy efficiency.